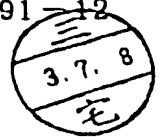


(知財一) / 長崎 / (四) / (七)

参考文献3

CS91-22  
RCS91-12



内挿処理による簡略化判定帰還型化器

三 瓶 政 一 (通信総研)

1991年6月26日

EIC 電子情報通信学会

## 内挿処理による簡略化判定帰還型等化器

Complexity Reduction of RLS-DFE  
using Interpolation三瓶 政一  
Seiichi SAMPEI郵政省 通信総合研究所  
Communications Research Laboratory, MPT

## 1. はじめに

現在陸上移動通信では、ディジタル方式自動車電話の実用化研究が盛んに検討されており、1～2年以内にサービスが開始されようとしている。ディジタル方式自動車電話では、低ビットレート音声CODECや高効率変調方式など、ディジタル方式固有の周波数有効利用技術による音声チャネルの大容量化が可能のほか、ファクシミリや4800bit/s以下の低ビットレートのデータ伝送など、ディジタル固有のサービスもサポート可能となる。

一方、固定網では、現在、電話回線のISDN (Integrated Services Digital Network) 化が進められようとしており、西暦2000年頃には、ISDNがかなり普及するものと考えられる。したがって、固定網のISDN化が普及した後は、移動通信においても固定網同様のサービスが求められるようになると考えられる。その場合、将来的には、現在のディジタル方式自動車電話のサービスの他に、64k～1.5Mbit/sまでの幅広いメディアを、柔軟に、かつ経済的にサポートする必要がある。

伝送帯域が数100k～1MHz程度の広帯域TDMA (Time Division Multiple Access) は、4kbit/s程度の音声から1.5Mbit/s程度のデータ伝送まで、経済的かつ柔軟にサポートできる有望な技術である。しかし、陸上移動通信において伝送帯域が数10kHz以上になると、遅延波の影響による周波数選択性フェージングの影響が避けられないため、判定帰還型等化器(DFE: Decision Feedback Equalizer)などの周波数選択性フェージング対策技術の適用が不可欠となる。

DFEは、他の周波数選択性対策技術と比べて比較的小規模な回路で実現可能であることから、近年多くの検討がなされ、伝送速度が100k～300k symbol/s程度の

場合について、その有効性が確認されている。一方、DFEで補償する遅延波の最大遅延時間 $\tau_{\text{max}}$ を一定とするとき、シンボル伝送速度 $R_s$ が速くなるほど等化器の所要タップ数が増大するため、DFEの演算量が急増し、DFEの実現が困難となる。したがって、今後1.5Mbit/s程度的高速伝送までサポートするためには、DFEの演算量を低減するアルゴリズムの開発が必要となる。

本報告では、TDMAバーストの先頭と後尾に設けたプリアンブル及びポストアンブルにおいてカルマンアルゴリズムを用いて最適タップ利得を求め、これらに挟まれたデータ部においては、トレーニング部で求められたタップ利得の内挿によってタップ利得を求めることにより、等化に要する演算量を大幅に低減できる内挿型簡略化DFEを提案する。また、シンボル伝送速度が512 ksymbol/sのQPSK (Quaternary Phase Shift Keying) の場合について、計算機シミュレーションにより、その特性を検討した。

その結果、従来のDFEの1/7程度の演算量で従来方式と同等の等化特性が得られることが確認できた。

## 2. 判定帰還型等化器の原理と構成

## 2.1 判定帰還型等化器を含む受信機構成

図1に、DFEを含む受信機構成を示す<sup>(1)</sup>。ここで受信波は、

$$s_r(t) = \text{Re}\{[z(t) \otimes c(t)] \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1)$$

$z(t)$ : 送信ベースバンド信号で送信フィルタによるひずみを含む。

$c(t)$ : 伝送路のインパルス応答

$f_c$ : 搬送周波数

$\otimes$ : 畳み込み積分

で表される

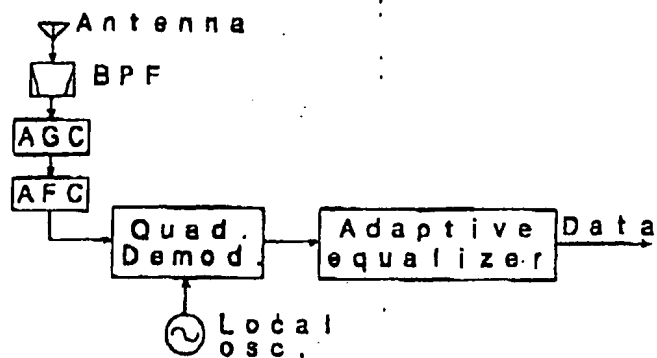


図1 DFEを含む受信機構成

まず、BPF で受信波の帯域外雑音および隣接チャネル干渉を抑圧し、AGC (Automatic Gain Controller) による平均受信レベルの適正化、AFC (Automatic Frequency Controller) によるオフセット周波数 (搬送周波数と準同期検波部の局部発振周波数の差) の低減の後、直交準同期検波を行い、受信ベースバンド信号  $u(t)$  を得る。ここで  $u(t)$  は次式で与えられる。

$$u(t) = z_1(t) \otimes c(t) \quad (2)$$

$z_1(t)$ : 送信ベースバンド信号で送受信フィルタによるひずみを含む。

その後、適応等化器で  $c(t)$  によるひずみを補償し、データを復号する。

## 2.2 判定帰還型等化器の原理

陸上移動通信は見通し外通信であり、直接波電力が

必ずしも遅延波電力より大きいとは限らない。したがって、DFE は、

1) 直接波の電力  $D$  が遅延波の電力  $U$  より大きい最小位相条件 ( $D > U$ ) と、遅延波の方が直接波より大きい非最小位相条件 ( $D < U$ ) が、交互に、頻りに交代する伝搬環境で正常に動作する

2) 高速の伝搬路変動へ追従性するという2つの条件を満足する必要がある。

図2に、DFEの構成図を示す。DFEは、タップ間隔  $T_s/2$  の分数間隔等化器で構成されるフィードフォワード (FF) 部と、タップ間隔  $T_s$  のフィードバック (FB) 部で構成されている。このうち、非最小位相条件下においては、FF部が直接波をキャンセルし、遅延波を残すように動作する。一方、最小位相条件下においては、FB部が遅延波をキャンセルするように動作する。したがって、図2の構成をとることにより、最小位相条件及び非最小位相条件下において、等化器は正常に動作する。また、DFEは、直接波と遅延波のうち、振幅の大きいものを残すように動作するので、ダイバーシチ効果も持つ。

一方、陸上移動伝搬路変動は非常に高速なので、伝搬路変動に追従するためには、忘却係数  $\lambda$  を導入した RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズムが必要となる。RLS アルゴリズム<sup>(2)</sup>を用いた等化動作は、DFEのタップ利得の初期化を行う初期引き込み過程と、初期化されたタップ利得を伝搬路変動に応じて更新するトラッキング過程に分けることができる<sup>(1)</sup>。

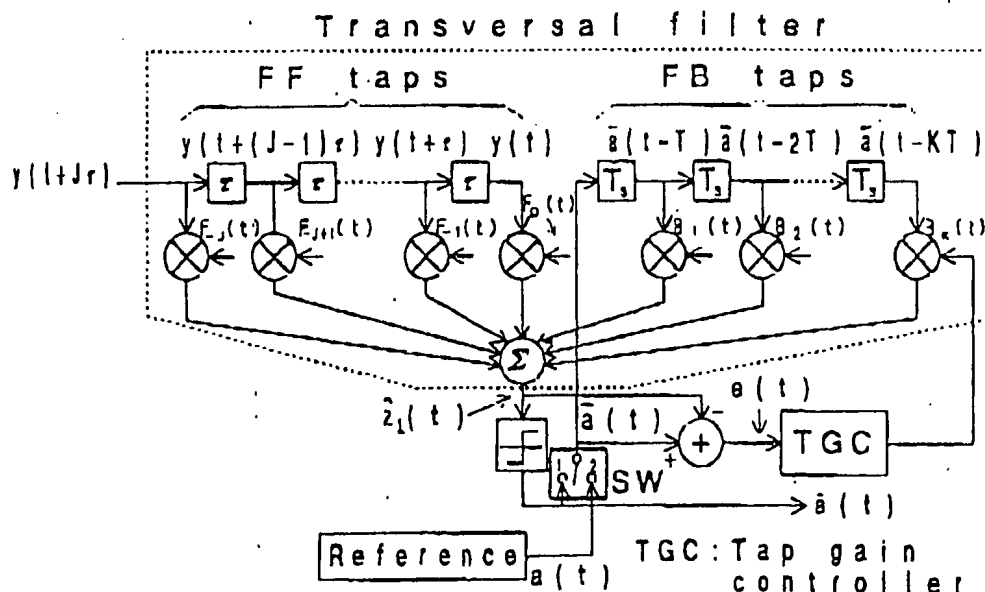


図2 DFEの構成

TDMAのバースト構成を図3に示す。初期引き込み過程においては、プリアンブル部における既知のトレーニング系列を参照信号及びFBタップへ入力信号として利用する。これにより、DFEのタップ利得は高速に収束し、ほぼ最適値に設定される。一方、データ部では、等化出力の判定値を参照信号及びFBタップへの入力信号とする。

$t=nT_s$ におけるタップデータベクトル $u_n$ 及びタップ利得ベクトル $h_n$ を

$$u_n = [u(t+J\frac{T_s}{2}), u(t+(J-1)\frac{T_s}{2}), \dots, u(t), \bar{a}(t-T_s), \dots, \bar{a}(t-KT_s)]^T \quad (3a)$$

$$h_n = [F_{-J}(nT_s), F_{-J-1}(nT_s), \dots, F_0(nT_s), B_1(nT_s), \dots, B_K(nT_s)]^T \quad (3b)$$

とすると、 $t=nT_s$ における等化出力 $\hat{z}_{1n}$ は、

$$\hat{z}_{1n} = \sum_{i=-J}^0 F_i(nT_s) u(nT_s - i\frac{T_s}{2}) + \sum_{i=1}^K B_i(nT_s) \bar{a}(nT_s - iT_s) = h_n^T u_n \quad (4)$$

となる。ここで参照信号 $\bar{a}_n$ としては、トレーニングモードの場合 $a_n$ 、トラッキングモードの場合、等化出力の判定値 $\hat{a}_n$ を用いる。

一方、最適タップ利得 $h_{n,opt}$ は、等化誤差を

$$e_n = \bar{a}_n - \hat{z}_{1n} \quad (5)$$

としたとき、

$$E_n = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} |e_i|^2 \quad (6)$$

が最小となるように決定される。RLS アルゴリズムは、 $h_{n,opt}$ を逐次求めるものであり、そのアルゴリズムは以下の通りである。

$$k_n = P_{n-1} u_n (u_n^T P_{n-1} u_n + \lambda v)^{-1} \quad (7)$$

$$P_n = (P_{n-1} - k_n u_n^T P_{n-1}) / \lambda \quad (8)$$

$$h_n = h_{n-1} + e_n k_n \quad (9)$$

ここで、 $u^T$ は $u$ の転置共役、 $k_n$ はカルマン利得、 $P_n$ は $h_n$ の誤差共分散行列、 $v$ は $e_n$ の分散、 $\lambda$ は忘却係数 ( $0 < \lambda \leq 1$ ) である。

## 2.3 DFEの所要タップ数と演算量<sup>(1)</sup>

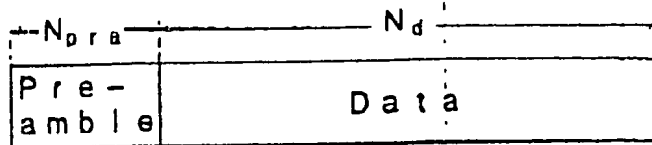


図3 TDMAフレームのバースト構成

表1  $R_s$ と所要タップ数の関係 ( $\tau_{max}=10\mu\text{sec}$ )

| Symbol transmission rate ( $R_s$ ) | Number of taps in DFE (M) |
|------------------------------------|---------------------------|
| 16ksymbol/s                        | 5                         |
| 32ksymbol/s                        | 5                         |
| 64ksymbol/s                        | 5                         |
| 128ksymbol/s                       | 8                         |
| 256ksymbol/s                       | 11                        |
| 512ksymbol/s                       | 20                        |

伝送速度を $R_s$ とすると、FBタップ数 $K$ の最適値は、

$$K = [R_s \tau_{max}]_{\text{round up}} \quad (10a)$$

となる。ここで $[a]_{\text{round up}}$ は、小数点以下を切り上げることを意味する。一方、FFタップ数 $J$ は、理論的には、 $J \geq 2(1+K)$ の範囲で多いほど良いが、 $J$ が大きくなるほど、伝搬路変動への追従性が劣化する。そこで、通常は、

$$J = 2(1+K) \quad (10b)$$

とする。ここで、 $\tau_{max}$ の設定が問題となる。日本における伝搬特性の測定によると、東京都心における遅延分散の90%値は約 $2\mu\text{sec}$ 、甲府のような山岳隣接地域の値は約 $5\mu\text{sec}$ である<sup>(3)</sup>。したがって、サービスゾーン内の劣化率を10%とすると、 $\tau_{max}=10\mu\text{sec}$ が適当と考えられる。表1に、 $\tau_{max}=10\mu\text{sec}$ の場合の代表的な $R_s$ におけるタップ数を示す。

一方、RLS アルゴリズムの演算量はDFEの全タップ数 $M(=J+K)$ の2乗に比例する。したがって、シンボル

図4に、 $\tau_{\text{excess}}$ を10 $\mu\text{sec}$ とした場合の場合の、シンボル伝送速度 $R_s$ に対する、1シンボル当りの演算量 $N_{\text{mul}}$ の関係を示す。ここで、現在市販されているDSP(Digital Signal Processor)は、乗算、加減算、及びデータの転送を1マシンサイクルで同時に処理することができるので、ここでは $N_{\text{mul}}$ を乗算量で見積っている。

$R_s \leq 200\text{ksymbol/s}$ の場合には、 $N_{\text{mul}} < 500$ である。この量は、1情報チャンネル当りの伝送速度を20kbit/s、DSPの処理速度を12MOPSとした場合、1チップのDSPで実現可能な範囲である<sup>(4)</sup>。一方、 $R_s > 500\text{ksymbol/s}$ の場合には、6チップ以上のDSPが必要となる。これは、陸上移動通信用無線機としては非現実的な数である。したがって、 $R_s$ を500ksymbol/s以上とするためには、演算量を1/6以下に低減することが不可欠となる。

## 2.4 演算量低減方式

演算量を低減する方式には、現在のところ、3種類の方式が考えられる。

第1は、RLS アルゴリズムにおける演算の冗長性を除く方式である。この方式の代表的なものに高速Kalman アルゴリズムがある<sup>(5)</sup>。M=20の分数間隔DFEの場合に高速Kalmanアルゴリズムを適用すると、演算量を約1/2に低減することができる。

第2は、DFE においてタップ数を削減する方式である。この方式の代表的なものにBDE (Bidirectional Equalizer)<sup>(6)</sup>がある。図5に、BDEのバースト構成を示す。BDE では、まず、受信信号の時系列順に等化を行う(前方等化: Forward equalizing)。このとき、初期引き込みには、バースト先頭のプリアンブルを用いる。次に、時間軸を反転して等化を行う(後方等化: Backward equalizing)。このときの初期引き込みには、バースト後部のポストアンブルを用いる。データは、前方等化と後方等化のうち、等化誤差の小さい方を判定することにより、再生する。BDE を用いると、等化方向を反転することにより、非最小位相条件を最小位相条件とすることができるので、FFタップ数を減らすことができる。所要タップ数が1/L になると、演算量は $2/L^2$ となる。

第3は、タップ更新を間引く方法である。この方法として、1シンボル毎にタップ更新する間欠更新RLSアルゴリズムが提案されている<sup>(7)</sup>。これを用いると、演算量は1/Lとなる。

本報告で提案する方式は、第3の方式の範疇のものである。詳細は、次章で示す。

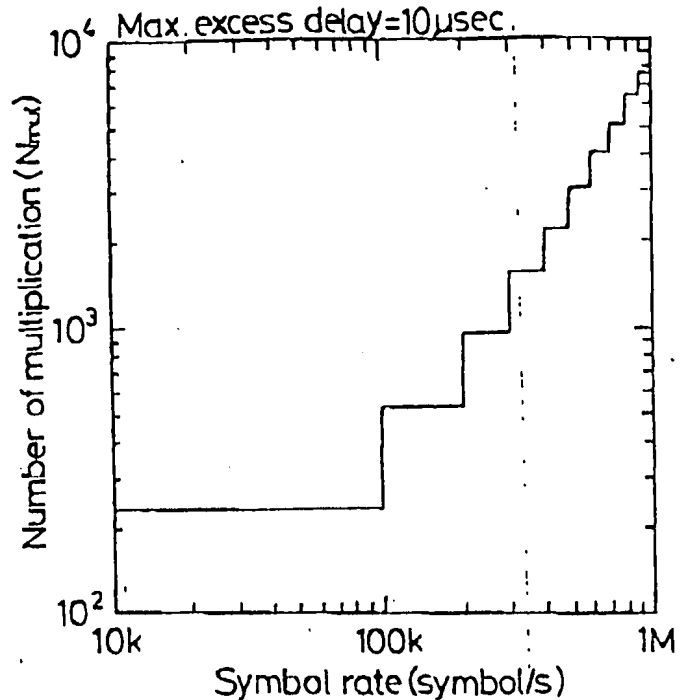


図4  $R_s$ に対するDFEの演算(乗算)量

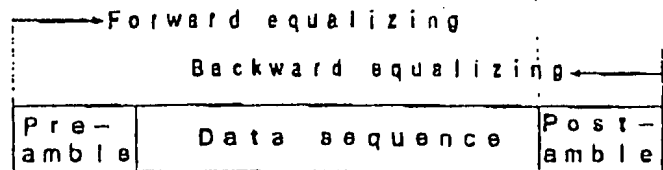


図5 BDEのバースト構成図

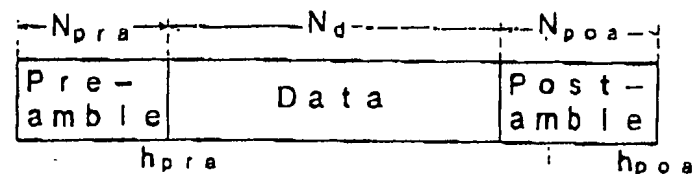


図6 提案方式のバースト構成

## 3. 提案方式の原理

図6に、提案方式のバースト構成を示す。 $\tau_{\text{excess}}$ は10 $\mu\text{sec}$ 、DFE の所要タップ数は、FFタップ数 $J=14$  ( $=2 \times 7$ )、FBタップ数が $K=6$ 、計  $M=20$ タップとする。提案方式では、まず、プリアンブル及びポストアンブルにおいて従来のRLS アルゴリズムを用いて最適タップ利得 $h_{\text{pre}}$ 及び $h_{\text{post}}$ を求める。一方、1バースト内の情

ほど、バースト内のフェージング変動は緩やかとなる。  
そこで、データ部のK番目のシンボルにおけるタップ利得 $h(k)$ は、次式に示すように、 $h_{p,0}$ と $h_{p,0}$ を1次内挿することによって求める。

$$h(k) = \frac{k}{N} h_{p,0} + \frac{N-k}{N} h_{p,0} \quad (11a)$$

$$N = N_p + N_{p,0} \quad (11b)$$

提案方式を用いた場合の1情報シンボル当りの演算量(乗算量)は、次式で与えられる。

$$C_{prop} = (N_{p,0} + N_{p,0} - 2M_1)(7M^2 + 12M)/N_p + 4M \quad (12a)$$

$N_{p,0}$ : プリアンプのシンボル数

$N_{p,0}$ : ポストアンプのシンボル数

$N_p$ : 情報シンボル数

$M_1$ : 等化器内シンボル数 ( $= J/2 + K$ )

ここで、式(12)の右辺第1項は、プリアンプ及びポストアンプにおけるRLSアルゴリズムの演算量をシンボル数で割ったもの、第2項は、内挿のための演算量である。

一方、従来方式の場合の1情報シンボル当りの演算量は、

$$C_{conv} = (N_{p,0} + N_d - M_1)(7M^2 + 12M)/N_p \quad (12b)$$

となる。

#### 4. 計算機シミュレーション結果

##### 4.1 $N_{p,0}$ と $N_{p,0}$ の最適化

TDMAのフレーム効率をできるだけ高くするためには、 $N_{p,0}$ 及び $N_{p,0}$ はできるだけ小さい方がよいが、余り小さすぎると初期引き込みが不十分となり、特性が劣化する。そこで、 $N_{p,0}$ と $N_{p,0}$ の最適化を行った。なお、最適化は、 $f_d = 40\text{Hz}$ 、 $N_d = 200$ シンボルで行った。

図7に、 $N_{p,0}$ に対する誤り率(BER)特性を示す。図7より、 $E_b/N_0$ が高いほど、初期引き込みの不完全性による推定誤差の影響が大きくなるため、 $N_{p,0}$ の最適値は大きくなることからわかる。ここでは、 $\text{BER} = 10^{-2} \sim 10^{-3}$ における特性改善を目標とする。その場合、どの $N_{p,0}$ の場合も $N_{p,0} \geq 28$ で同様の特性を示している。したがって、 $N_{p,0}$ の最適値は28とする。

図8に、 $N_{p,0} = 28$ とした場合の $N_{p,0}$ に対するBER特性を示す。 $N_{p,0}$ の場合と同様に、 $E_b/N_0$ が大きいほど、 $N_{p,0}$ の最適値は大きくなるが、 $\text{BER} = 10^{-2} \sim 10^{-3}$ の特性改善を目標し、 $N_{p,0}$ の最適値を28とする。

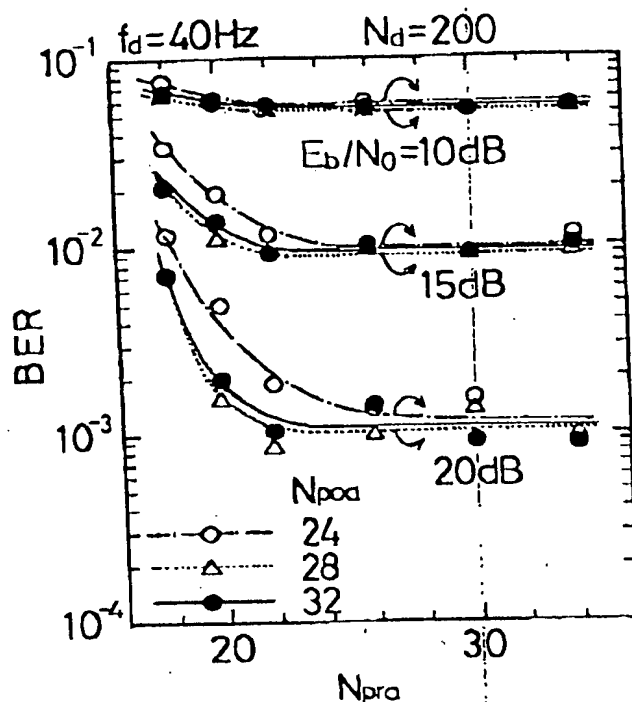


図7  $N_{p,0}$ に対するBER特性

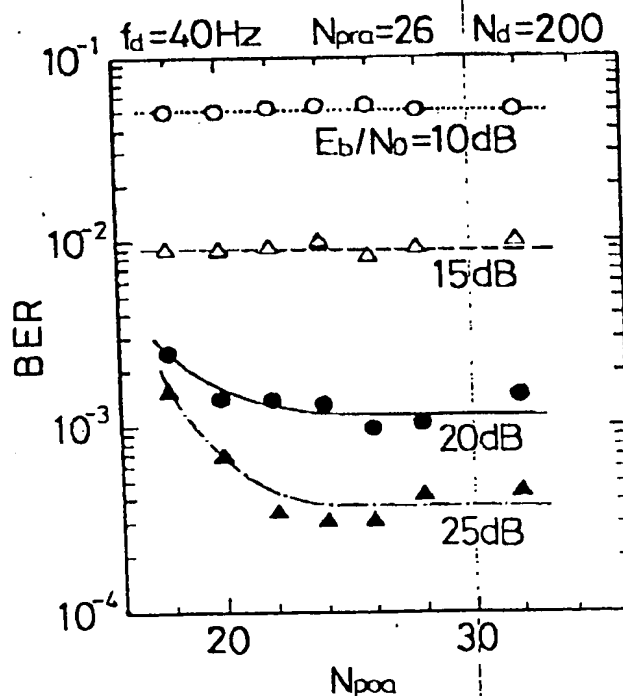


図8  $N_{p,0}$ に対するBER特性

#### 4.2 $f_d$ に対するBER 特性

図9に、 $f_d$ をパラメータとした場合のBER特性を示す。ここで $N_{p,rs}=26$ ,  $N_{o,rs}=26$ ,  $N_d=200$ ,  $E_b/N_0=20\text{dB}$ とする。また、同図には、1バースト内では伝搬路変動は一定であると仮定し、

$$h(k)=h_{o,rs} \quad (13)$$

とする0次内挿の場合も示す。

内挿次数が1次の場合は、 $f_d \leq 150\text{Hz}$ において、誤り率特性は殆ど一定となっている。一方、内挿次数が0次の場合は、 $f_d=40\text{Hz}$ 以上で急速にBER特性が劣化している。これは、1バースト長(0.44msec)の区間では伝搬路変動は一定ではないが、ほぼ直線的に変動していることを示している。また、1次の内挿方式は、このようなフェージング変動の補償に有効であることを示している。また、 $N_{p,rs}=N_{o,rs}=26$ ,  $N_d=200$ ,  $J=14$ ,  $K=6$ の場合、従来方式の1情報シンボル当りの演算量は3238回なのに対して、提案方式は475回であり、提案方式を用いると演算量を約1/7に低減できる。

図10に、提案方式の $E_b/N_0$ に対するBER特性を示す。また、同図に、従来方式を用いた場合の特性も示す。

図10より、 $f_d \leq 150\text{Hz}$ における提案方式の特性は、ほとんど同じであり、周波数選択性フェージングを良好に補償していることがわかる。これより、車速として時速100km/h程度までを考える場合、搬送周波数が1.5GHz程度以下であれば、提案方式が適用可能であることを示している。

また、提案方式は、 $\text{BER} > 10^{-3}$ の範囲で、従来方式とほぼ同様の特性が得られることを示している。一方、 $\text{BER} < 10^{-4}$ では、従来方式より特性が劣化する。しかし、提案方式の演算量は、従来方式の1/7と大幅に演算量が低減できることを考慮すると、この程度の劣化は許容できると考えられる。

#### 4.3 遅延時間に対するBER特性

以上においては、等化器の基本動作の確認のため、遅延時間が $T_s$ の2波モデルで検討を行ってきた。そこで、さらに、どの程度の遅延波まで等化可能であるかを確認するため、遅延時間をパラメータとしてBER特性を検討した。

図11に、伝送速度512ksymbol/s,  $f_d=150\text{Hz}$ において遅延時間をパラメータとした場合のBER特性を示す。なお、タップ数は、FFタップが14, FBタップは6である。

図11より、遅延時間が $3T_s$ 以下であれば、ほとん

上となると、遅延時間が大きくなるにつれて等化特性が劣化していることが分かる。これは、遅延時間が大きくなるにつれて、非最小位相条件において先行波を抑圧するために使用されるFFタップ数が少なくなるためである<sup>11)</sup>。

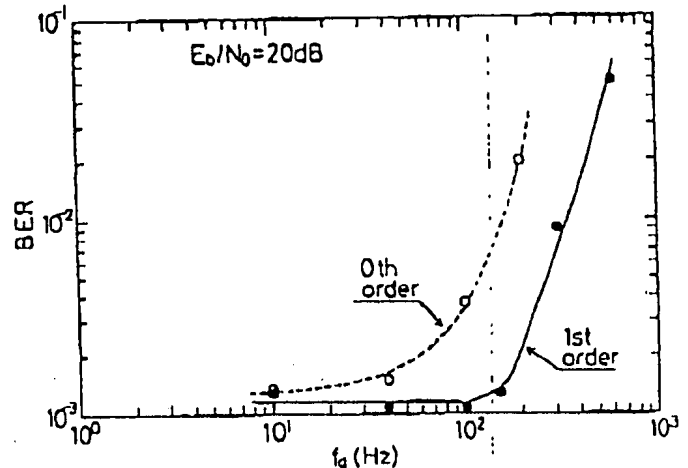


図9  $f_d$ に対するBER特性

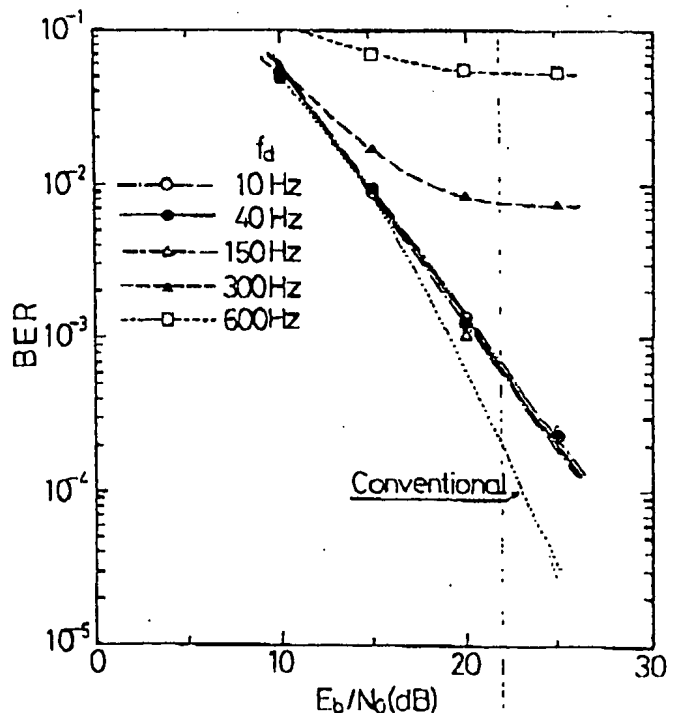


図10  $E_b/N_0$ に対するBER特性

## 5. まとめ

500ksymbol/s以上の高速伝送を実現するためには、適応等化技術に要する演算量を大幅に低減する必要があることから、内挿型簡略化判定帰還型等化器を提案し、計算機シミュレーションによってその特性を評価した。その結果、以下の結論を得た。

- 1) プリアンブル及びポストアンブルの最適値は、共に28シンボルである。
- 2) 伝搬路変動は、0.44msecという短い時間においては、一定ではないが直線的に変動している。
- 3) パースト長を0.44msecとした場合、 $f_d=150\text{Hz}$ まで提案方式で十分周波数選択性フェージングを補償できる。
- 4) 提案方式の演算量は、従来方式の約1/7である。
- 5) 提案方式の特性は、 $\text{BER} > 10^{-4}$ の範囲では、従来方式とほぼ同じ特性である。一方、 $\text{BER} < 10^{-4}$ の範囲では、従来方式より若干特性が劣化する。
- 6) タップ数が20の分数間隔DFEの場合、遅延時間が $3T_s$ 以下であれば、BER特性は殆ど同じとなる。一方、遅延時間が $4T_s$ 以上では、遅延時間が長くなるにつれてBER特性が劣化する。

今後、さらに複雑な伝搬環境への適用、他の演算量低減方式との複合効果、16QAMへの適用などを検討する必要がある。

## 謝 辞

本検討に当たり、御指導御討論頂いた手代木通信技術部長、笹岡室長をはじめとする通信方式研究室各位に感謝します。

## 参考文献

- (1) 中嶋, 三瓶: "判定帰還型等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性", 信学論B-II, J72-B-II, 10, pp.515-523, 1989年10月。
- (2) D.Godard: "Channel equalization using Kalman

filter for fast data transmission", IBM J.

Res. Develop., 18, pp.267-273, May 1974.

- (3) 田中, 明山, 小園: "移動通信における市街地の多重伝搬遅延特性", 信学論B-II, J73-B-II, 11, pp.772-778, 1990年11月。
- (4) 上田, 鈴木: "移動通信用RLS等化器のDSPを用いた構成法と特性", 1989年信学秋季全大, B-515, 1989年9月。
- (5) D.D.Falconer, L.Ljung: "Application of fast Kalman estimation to adaptive equalization", IEEE Trans. Commun. COM-26, 10, Oct. 1978.
- (6) 東, 鈴木: "RLS アルゴリズムを用いた移動通信用等化器の選択性フェージング条件におけるBER特性", 信学技報RCS89-25, 1989年10月。
- (7) 村上, 上田, 他: "カルマン形適応等化器の設計と周波数選択性フェージング下での特性", 信学論B-II, J73-B-II, 11, pp.708-717, 1990年11月。

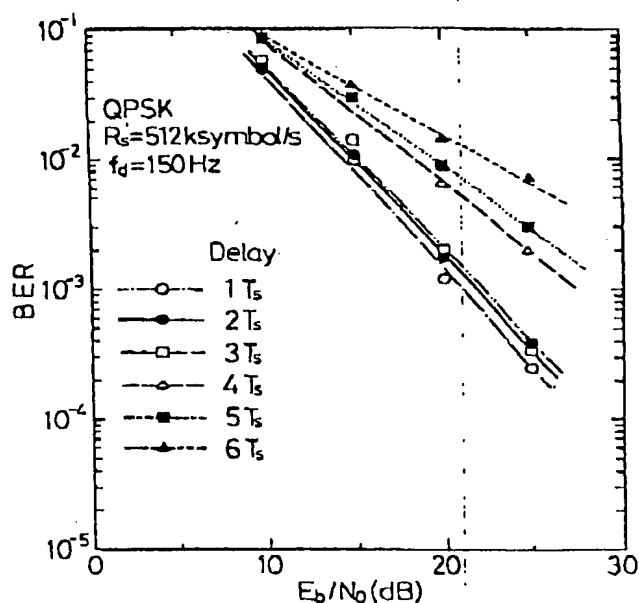


図1 遅延時間をパラメータとした場合のBER特性